

GPS/ BD2 双系统联合定位算法分析与测试

翟昆朋¹, 徐建华^{1,2}, 叶甜春¹

(1 中国科学院 微电子研究所, 北京 100029; 2 杭州中科微电子有限公司, 浙江 杭州 310053)

摘 要: 分析了基于 KALMAN 滤波器的双系统联合卫星定位算法, 并利用自主研发的 GPS/BD2 双模接收机实现了单 GPS、单 BD2 和 GPS/BD2 双系统联合定位。在杭州地区的实际信号对比测试结果显示, 相对于单系统而言, GPS/BD2 双系统联合能够显著提高接收机性能; 长时间统计说明单 BD2 的定位精度也能达到与单 GPS 系统相当的水平。

关键词: GPS; BD2; 双系统联合; 卫星定位系统

中图分类号: TN961

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)10-0130-04

GPS/BD2 Dual-System Positioning Algorithm Analysis and Test

ZHAI Kun-peng¹, XU Jian-hua^{1,2}, YE Tian-chun¹

(1 Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2 Hangzhou Zhongke Microelectronics Co. Ltd, Hangzhou 310053, China)

Abstract: This paper analyzed the dual satellite system positioning algorithm based on KALMAN filter and implemented it in a multi-system GNSS receiver. Then a static scenario positioning test in Hangzhou City has been carried out. The GPS/BD2 dual system mode obviously has better performance than the single system mode. Test result also revealed that the positioning precision of BD2 was comparable with GPS.

Key words: GPS; BD2; dual system positioning; satellite positioning system

1 引言

第二代北斗卫星系统(BD2)为中国周边地区 GPS 等系统与 BD2 系统的联合定位和兼容操作提供了契机^[1]。在多系统数据融合的条件下, 接收机能够得到更多的卫星和测距信号, 提高信息冗余度, 改善接收机的卫星几何观测条件, 大幅度的提高接收机的性能。

本文分析了基于 KALMAN 滤波器的双系统联合定位算法原理, 并利用 GPS/BD2 双模接收机对比了静态环境实际信号下 GPS 单系统、BD2 单系统和 GPS/BD2 双系统的定位结果。结果显示了多系统联合定位的优越性; 另外, 在单系统模式下, 单 BD2 的定位精度也达到了与单 GPS 相当的水平。

2 离散时间 KALMAN 滤波器基本公式

对于 GNSS 接收机中位置、速度和时间计算时没有输入的估计系统而言, 离散卡尔曼滤波器的递归算法可以总结为以下公式^[2]:

$$\hat{\mathbf{X}}_k^- = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_{k-1} \quad (1)$$

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \quad (2)$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_k^- + \mathbf{K}_k (\mathbf{Y}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_k^-) \quad (4)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}) \mathbf{P}_k^- \quad (5)$$

式中, $\mathbf{X}$ 为状态向量; $\mathbf{A}$ 为状态转移矩阵; $\mathbf{P}$ 为状态误差协方差矩阵; $\mathbf{Q}$ 为过程噪声矩阵; $\mathbf{R}$ 为测量噪声矩阵; $\mathbf{H}$ 为测量矩阵; $\mathbf{K}$ 为滤波器增益矩阵; $\mathbf{Y}$ 为测量值向量; 下标 k 表示更新历元标号; 顶标“ $\hat{\cdot}$ ”表示估计值; 右上标“-”表示预测量。

收稿日期: 2012-12-12; 修回日期: 2013-02-06

基金项目: 中国第二代卫星导航重大专项(GFZX03030204)

3 卫星接收机测量值

伪距和多普勒是卫星接收机中的重要测量值。伪距测量值 ρ^i 和多普勒测量值 $\dot{\rho}^i$ 的简化公式可以表示为

$$\rho^i = R^i + c * dt + \epsilon_1 \quad (6)$$

$$\dot{\rho}^i = \dot{R}^i + c * df + \epsilon_2 \quad (7)$$

$$R^i = \sqrt{(x^i - x^r)^2 + (y^i - y^r)^2 + (z^i - z^r)^2}$$

$$\dot{R}^i = \mathbf{J}^i \Delta \mathbf{v}^i$$

$$\mathbf{J}^i = \begin{bmatrix} \frac{x^i - x^r}{R^i} & \frac{y^i - y^r}{R^i} & \frac{z^i - z^r}{R^i} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{v}^i = [\dot{x}^i - \dot{x}^r \quad \dot{y}^i - \dot{y}^r \quad \dot{z}^i - \dot{z}^r]^T$$

式中, R 和 $\dot{R}$ 分别表示接收机与卫星之间距离和距离变化率; (x, y, z) 表示接收机或卫星的 ECEF 坐标; $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$ 接收机或卫星的 ECEF 速度; $\mathbf{J}$ 表示由用户指向卫星的观测向量; $\Delta \mathbf{v}$ 卫星和接收机之间速度差向量;上标 r 表示接收机;上标 i 表示卫星标号; dt 表示接收机本地时间相对系统时的偏差; df 表示接收机晶振频偏; c 为光速; ϵ_1 表示各个卫星的伪距误差,包括对流层延迟、电离层延迟、星历误差和测量噪声等; ϵ_2 表示多普勒测量值中的误差。

4 基于 KALMAN 滤波器的联合定位

因为伪距测量值中包含了接收机本地时间相对卫星导航系统时间误差未知参量 dt ,多模接收机中需要对不同系统的伪距测量值分别处理;而多普勒中包含的接收机晶振频偏 df 则与不同的系统无关。根据对卫星系统之间系统时间差的处理方法不同可以有两种不同方法。

4.1 双系统联合定位方法一

直接从伪距的定义出发,对于多模接收机来说,每增加一个系统则需要增加一个系统时间差 dt ,比如 GPS 和 BD2 双系统定位算法则需要处理 $(x, y, z, dt_G, dt_B, vx, vy, vz, df)$ 等九个未知量。文献[3-4]就采用了此种方法。利用这种直接的方法, KALMAN 滤波器其测量矩阵可以构造如下:

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -J_b^L & 1 & 0 & 0_3 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 0_3 & 0 \\ -J_b^N & 1 & 0 & 0_3 & 0 \\ -J_b^B & 0 & 1 & 0_3 & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots & 0_3 & 0 \\ -J_b^M & 0 & 1 & 0_3 & 0 \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^L & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^N & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^B & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^M & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中, N, M 分别表示 GPS 或 BD2 系统的可用卫星数, 0_3 为 1×3 的矩阵。

4.2 双系统联合定位方法二

考虑到各个系统之间的时差是一个缓变的参量,按照式(6)中卫星伪距的测量方程的形式,我们直接将系统时间偏差作为一个未知参量假如滤波器的状态向量^[5]:

$$\mathbf{X} = [x \quad y \quad z \quad dt_G \quad dt_{B-G} \quad vx \quad vy \quad vz \quad df]^T \quad (9)$$

式中, $dt_{B-G} = dt_B - dt_G$ 为两个系统的时间差。于是相应的测量矩阵可以改变为

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} -J_b^L & 1 & 0 & 0_3 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 0_3 & 0 \\ -J_b^N & 1 & 0 & 0_3 & 0 \\ -J_b^B & 1 & 1 & 0_3 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0_3 & 0 \\ -J_b^M & 1 & 1 & 0_3 & 0 \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^L & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^N & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^B & 1 \\ 0_3 & 0 & 0 & \vdots & \vdots \\ 0_3 & 0 & 0 & -J_b^M & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

系统之间时间差独立于接收机的定位和时间修正,可以在滤波器的过程噪声矩阵生成时对其做相应的约束,对其功率谱密度 S_b 设置与其变化相对应的数值。基于这种约束,能够改进定位效果。

4.3 动态模型与过程噪声矩阵

无论是三维位置和速度的 PV 模型还是时间和频率的 TF 模型,都可以利用状态空间的微分方程式来描述。下面以 $\mathbf{X}(t) = [dt_G \quad dt_{B-G} \quad df]^T$ 为例,说明第二种方法中滤波器时钟的动态过程和过程噪声矩阵的求解。其微分方程式可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{F}\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}\mathbf{E}(t) \\ \mathbf{F} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $\mathbf{E}(t) = [S_t, S_b, S_f]$ 为本地时间、系统时间差和本地晶振频偏的功率谱密度。

于是滤波器的状态转移矩阵 $\mathbf{A}$ 可以按照如下推导得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{L}^{-1} \{ (\mathbf{sI} - \mathbf{F})^{-1} \} \Big|_{t=T_s} \\ &= \mathbf{L}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} s & 0 & -1 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & s \end{bmatrix}^{-1} \right\} \Big|_{t=T_s} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & T_s \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{12}$$

相应的过程噪声矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \int_0^{T_s} \mathbf{A}(t) \mathbf{G} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_t & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_b & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{S}_f \end{bmatrix} \mathbf{G}^T \mathbf{A}^T(t) dt \\ &= \int_0^{T_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & t \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_t & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_b & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{S}_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & t \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T dt \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{S}_t T_s + \mathbf{S}_f \frac{T_s^3}{3} & 0 & \mathbf{S}_f \frac{T_s^2}{2} \\ 0 & \mathbf{S}_b T_s & 0 \\ \mathbf{S}_f \frac{T_s^2}{2} & 0 & \mathbf{S}_f T_s \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{13}$$

5 测试结果

为了分析 GPS/BD2 单系统和多系统定位算法,我们在实际信号环境中进行了多项测试.算法测试基于兼容 GPS/GLONASS/BD2 的多模接收机模块,如图 1(a)所示,HZB11DB 为双通道多模可配置 RF 芯片,ATGB02 为多模基带芯片.实际信号测试为静态模式,采用安装于楼顶的多模天线,天线设置如图 1(b)所示.

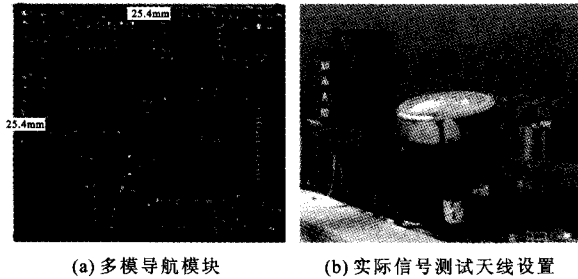


图 1 多模导航模块与实际信号测试天线市设定

静态测试截取双系统接收机从北京时间 2013 年 1 月 5 日 8 时开始持续 24 个小时的中间测量数据数据,利用后处理算法进行分析.分析过程分别测试了单 GPS、单 BD2 个 GPS/BD2 双系统模式,过程中用于定位的卫星仰角限制为 5 度,期间的双系统算法采用第二种组合方式.表 1 中显示了三种模式情况下不同模式用于定位卫星个数、PDOP 的对比.

表 1 不同模式卫星个数和 PDOP

	最大 卫星数	最少 卫星数	平均 卫星数	平均 PDOP
单 BD2	11	4	8.1	2.83
单 GPS	13	6	9.3	1.69
GPS/BD2	21	10	17.4	1.32

从表 1 中可以看出,双系统的可用卫星个数得到了大幅度的增加;BD2 系统平均可用于定位的卫星个数略少与 GPS,但相差不大.其中统计得到双系统 PDOP 的平均值与文献[6]中的结果相近.

图 2 中显示了双系统定位时,实时估计的 BD2 和 GPS 系统时差的变化情况.因为计算得到的系统时差在 14.000 000 230 s 附近变化,为了显示方便,减去 14 s 的系统时差,图中只显示小数秒部分.图中的突变是因为期间保存的部分数据读取校验错误,导致定位短暂中断.

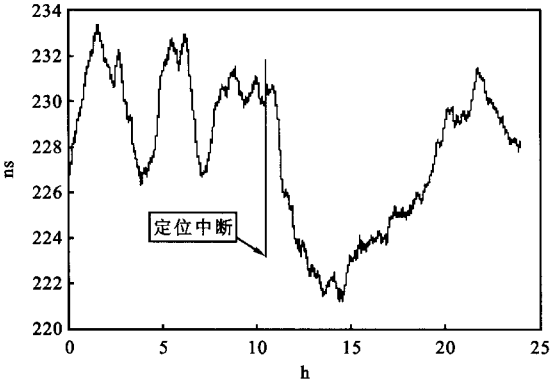


图 2 减去整数的系统时间差估计

另外还统计了不同定位模式下接收机的定位误差.如表 2 所示,与上面的卫星个数统计相对应,由于卫星个数显著增加,双系统的定位精度统计特性明显优于单系统,而且 BD2 的单系统定位精度也达到与单 GPS 系统相当的水平.

表 2 不同定位模式定位误差对比

	单 BD2 误差/m	单 GPS 误差/m	BD2/GPS 误差/m
CEP50%	1.96	1.27	0.95
CEP65%	2.47	1.63	1.19
CEP99%	5.07	3.18	2.32

6 结束语

文中说明了基于 KALMAN 滤波器的双卫星系统联合定位算法,分析了两种不同的双系统伪距测量值融合方法.利用多模接收机在杭州静态环境中进行单 GPS、单 BD2 和 GPS/BD2 双系统联合定

位的测试. 测试结果显示了双模定位算法的有效性和多系统融合的优势. 同时测试结果也显示了 BD2 系统在杭州地区附近的定位性能达到与 GPS 相当的水平.

参考文献:

- [1] 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B1I(1.0 版)[R]. 2012.
- [2] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009.
- [3] Mo Jun, Liu Liang, Liao Bing-yu, et al. Application of kalman filter in UM220 as a dual system satellite positioning and navigation unit[C]//The 3 rd CHINA Satellite Navigation Conference-S07 BD/GNSS User terminal Technology, Guangzhou: IEEE, 2012.
- [4] 吴玲, 孙永荣, 俞晓磊, 等. GPS/GLONASS/GALI-

LEO 多星座组合导航系统研究[J], 中国空间科学技术, 2009, 29(3): 23-28.

- [5] 蔡昌盛, 戴吾蛟, 匡翠林. GPS/GLONASS 组合系统的 PDOP 计算和分析[J]. 测绘通报, 2011(11): 5-7.
- [6] 刘伟洲, 伍吉仓. GPS/北斗组合导航系统卫星可见性和 DOP 值分析 [C]//第三届中国卫星导航学术年会—S06 北斗/GNSS 测试评估技术, 广州: IEEE, 2012.

作者简介:

翟昆朋 男, (1986-), 博士. 研究方向为 GNSS 接收机导航算法和信号处理算法.

徐建华 男, (1963-), 研究员, 博士生导师. 研究方向为嵌入式软件、无线通讯系统、定位系统及算法.

叶甜春 男, (1965-), 研究员, 博士生导师. 研究方向为集成电路设计与应用、纳米加工与制造技术、新型器件.

(上接第 129 页)

- [3] Arabi K, Kaminska B, Sawan M. On chip testing data converters using static parameters[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 1998(6): 409-419.
- [4] Tsai M Hsiao, Chang T. An embedded built-in-self-test approach for digital-to-analog converters[J]. Proceedings of Asian Test Symposium, 2001 (11): 423-428.
- [5] Huang C Ong, Cheng K. A BIST scheme for on-chip ADC and DAC testing [J]. Proceedings of Design, Automation and Test in Europe, 2000(3): 216-220.
- [6] Wang Jing, Sanchez-Sinencio, Franco Maloberti. Very

linear ramp-generators for high resolution ADCBIST and calibration[C]// Proc of the 43rd IEEE Mid-west Symposium, Circuits and Systems, Lansing, MI: IEEE, 2000: 908-911.

- [7] Cassol L, Betat O, Carro L, et al. The Σ -BIST method applied to analog filters [J]. Journal of Electronic Testing, 2003(2): 13-20.

作者简介:

程梦璋 男, (1956-), 硕士, 教授. 研究方向为模数混合集成电路.